BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

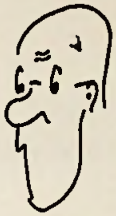
dr. Blan televisie cursus

4

vormingscentrum voor radio en elektronica

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

dr. Blan Televisie-cursus



LES 4

RF-VERSTERKER EN MENGTRAP

UITGEVERIJ VAN TECHNISCHE BOEKEN EN TIJDSCHRIFTEN
DE MUIDERKRING - BUSSUM - NEDERLAND
TELEFOON 5600 (0 2959) – POSTGIRO 83214

INHOUDSOPGAVE

Ontvangmiddelen ... 3

R.F. versterker en mengtrap ... 3

Hoogfrequentversterking ... 3

Ruis ... 4

Kring-ruis ... 5

Buis-ruis ... 5

Tabel 1. Aequivalente ruisweerstand van buizen ... 8

Tabel 2. Ingangsweerstanden van moderne buizen voor televisie ... 9

Roosterbasisschakeling ... 9

Cascodeschakeling ... 10

Automatische sterkteregeling ... 12

Mengtrap ... 12

Oscillator ... 14

Frequentie-spectrum ... 15

Tuner ... 17

Vragen bij de vierde les ... 20

COPYRIGHT DE MUIDERKRING — BUSSUM — NEDERLAND
NADRUK, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

ONTVANGMIDDELEN

We hebben in de vorige lessen gezien, dat een rechtuit-ontvanger voor de ontvangst van televisiesignalen slechts in aanmerking komt voor lage frequenties, zoals b.v. in Engeland waar de Londense zender op ca. 7 m werkt. Afgezien van de moeilijkheden, die we ontmoeten wanneer we een dergelijke meertraps r.f. versterker gaan bouwen krijgen we nog met een ander bezwaar te maken; het omschakelen op een andere frequentie is voor een dergelijke r.f. versterker praktisch niet uitvoerbaar en daarom komen we thans ook in Engeland uitsluitend superheterodynes tegen, waarbij het omschakelen veel minder moeilijkheden met zich brengt.

R.F. VERSTERKER EN MENGTRAP

Een groot voordeel van de „super" is wel, dat het zwaartepunt van de versterking komt te liggen op de middelfrequentversterker. Versterking in het gebied van 40 ... 70 MHz in r.f. trappen is namelijk gering; de middelfrequentie van 23.75 MHz (beeld) en 18.25 MHz (geluid) is in dit opzicht al veel gunstiger.
Toch is de versterking op 23.75 MHz veel geringer dan op de bij de normale ontvangtechniek gebruikelijke 465 kHz. De vraag blijft dan ook stellig niet uit: waarom gebruiken we deze middelfrequentie dan niet? Het antwoord kan heel kort zijn: in de omroeptechniek ligt de doorlaatbandbreedte in de omgeving van 5 à 6 kHz; bij de televisie dient de breedte 7 MHz te zijn; een dergelijke bandbreedte is bij een middelfrequentie van 465 kHz niet te realiseren. Denk maar eens na: wanneer we een windmolen moeten maken met wieken van b.v. 5 m lengte, dan kunnen die wieken wèl draaien als de as in de molen meer dan 5 meter van de grond zit; plaatsen we de as op 1 m van de grond, dan hebben we naar boven de ruimte tot aan het blauw van de hemel, maar naar beneden slechts 1 m en dan slaan die wieken tegen de grond kapot.

HOOGFREQUENTVERSTERKING

Wanneer we nu zoëven gelezen hebben, dat de hoogfrequent-versterking niet groot is in het voor de televisie benutte frequentiegebied, dan zal het wel enige verbazing

Fig. 1 Storing door ruis.

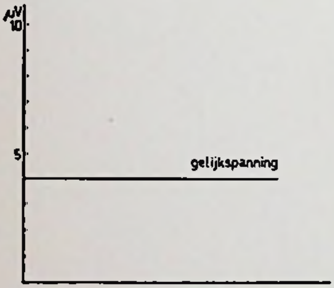
wekken, dat vrijwel alle televisie-ontvangers met een trap hoogfrequentversterking vóór de mengtrap zijn uitgerust. Toch is deze trap daar onmisbaar en wel om twee redenen: we bewerken hiermede dat de hulp-oscillator niet „straalt" in de antenne, want de omwonenden zouden hiervan stellig last ondervinden. Voorts verminderen we de „ruis" in onze ontvanger, en dit is misschien nog wel de belangrijkste reden voor de aanwezigheid van de r.f. versterkingstrap. Want ruis demonstreert zich op ons beeldscherm als „sneeuw" (fig. 1). Nu moeten we niet denken, dat ruis uitsluitend op de zeer korte golven voorkomt; ieder kent de ruis in het klankbeeld bij radio-ontvangst wanneer we op een verafgelegen zwakke zender afstemmen; de automatische sterkteregeling werkt (nog) niet, daarvoor is het signaal te zwak. De r.f. versterker of mengbuis staat dus op max. versterking en het muziekgenot is nihil in verband met de ruis.

RUIS

Wat verstaan we nu onder ruisen, wat is de oorzaak van ruis?

Om met het laatste te beginnen: we onderscheiden 3 bronnen van ruis n.l. één ruisbron is het heelal, waar de kosmische ruis tot onze ontvangantennes doordringt en de overige twee veel belangrijker ruisbronnen vinden we in onze ontvangers, n.l. in het inwendige van een radiobuis en daarnaast: in weerstanden. In dit verband dient het begrip „weerstand" zeer ruim genomen te worden: niet alleen een koolweerstandje of draadgewonden weerstand is een bron van ruis, maar elke weerstand of in het algemeen gezegd: elke geleider zal ruis veroorzaken zolang de temperatuur daarvan hoger is dan het absolute nulpunt, dat zoals we weten op 273° C onder nul ligt. Bij die temperatuur treedt n.l. de zgn. supra-geleiding op en verdwijnt elke weerstand en is dus geen enkele schakeling meer bruikbaar, want uiteindelijk zijn weerstanden een onmisbaarheid in de elektronische techniek. Wij werken echter meestal in omgevingen waar de zgn. kamertemperatuur heerst, dat is ca. + 20° C en bij deze temperatuur zijn in alle stoffen de moleculen in een bepaalde beweging. Ook wanneer er nog geen sprake is van een elektronenstroom zullen ook de elektronen in een heen- en weergaande of op- en neergaande beweging zijn. Deze bewegingen zijn toevallig en voor zover wij thans kunnen nagaan volkomen systeemloos. Ook de snelheden zijn verschillend, maar uiteindelijk zijn er weer vele elektronen, die op een bepaald ogenblik geheel onafhankelijk van elkaar tóch dezelfde bewegingen verrichten, dus evenveel malen per seconde heen- of weer vliegen. Uiteindelijk kan men zeggen, dat hier inwendig een zéér groot aantal wisselstroompjes loopt, met verschillende frequenties.

Zolang deze gebeurtenissen zich binnen een geleider afspelen bemerken we daarvan niets; laten we echter bewust een elektronengelijkstroom door zo'n geleider lopen, dan zouden we bij zeer nauwkeurige metingen kunnen constateren, dat die gelijkstroom gemoduleerd is met zeer vele wisselstromen van verschillende frequenties. Ter vergelijking noem ik nu even de gelijkstroom, die door een koolmicrofoon loopt zolang we er niet voor spreken; dat is de ruststroom. Spreken we echter, dan wordt er op die gelijkstroom een aantal wisselstromen met verschillende (spraak) frequenties geënt. Op deze manier is ook onze gelijkstroom „gemoduleerd"



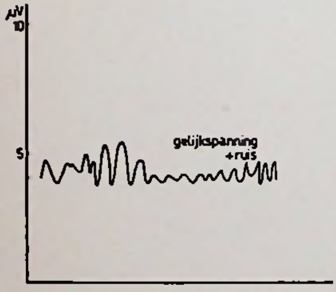


Fig. 2

Boven: de grafische voorstelling van een gelijkspanning.
Beneden: dezelfde gelijkspanning maar nu met „ruis" er op.

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

met de ruiswisselspanningen; in fig. 2 zien we dit. In het midden latend hoe we dit meten kunnen zal het wel duidelijk zijn, dat de som van al deze naar buiten waarneembare ruisverschijnselen een zeker vermogen vertegenwoordigt. Dit ruisvermogen wordt dus ontleend aan de elektronen-bewegingen en die zijn op hun beurt weer het gevolg van de „warmte" van de geleider, vandaar dat in de formules voor de ruis-berekening die temperatuur voorkomt. Onze ruis noemen we in verband daarmede „thermische ruis". Daar de ruis zoals we zagen een wisselstroomverschijnsel is, dat op zéér vele en hoge frequenties voorkomt, ligt het voor de hand, dat de totale hoeveelheid ruis, die in onze ontvanger doordringt geheel afhankelijk is van de toegepaste bandbreedte. Het resultaat van „ruis" zien we in fig. 3.

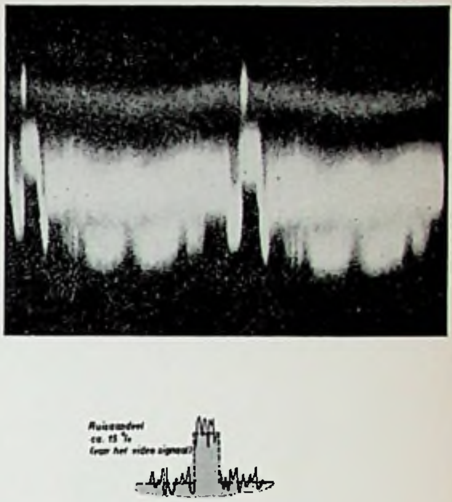


Fig. 3

Een signaal met ruis erop, gezien op de oscilloscoop (boven) en in tekening (beneden). Duidelijk zien we, dat ook de lijnsynchronisatie-impulsen door ruis overdekt zijn.

KRING-RUIS

De thermische ruis wordt dus opgewekt in alle onderdelen in onze ontvanger, maar voor ons telt eigenlijk alleen de ingangskring van de TV of FM ontvanger. Waarom dat zo is zullen we zien, maar nu reeds moeten we vaststellen, dat de meeste ruis dus niet van buitenaf ontvangen wordt, doch als een ongewenst verschijnsel van onze ontvanger beschouwd moet worden, waarbij niet alleen de min of meer hoogohmige weerstanden, maar ook de antenne met antenneleiding en de afstemkring een rol spelen. We zullen verderop zien, welk verband er bestaat tussen de hoeveelheid ruis en de weerstand van het betrokken onderdeel, maar we doen goed, nu reeds vast te stellen dat de ruis zich in 't algemeen slechts ontwikkelt over ohmse weerstanden, zodat ruis in afgestemde kringen zich slechts ontwikkelt over de verliesweerstand. Bij afgestemde kringen is dat de resonantieweerstand, dus de ohmse weerstand × Q; bij antenne-systemen en kabels over de afsluitweerstandswaarde.

BUIS-RUIS

De ruis, die in onze buizen ontstaat is in feite een dergelijk soort verschijnsel, waarbij eveneens min of meer toevallige doch heftige elektronenbewegingen een zeer groot aantal sinusvormige wisselstroompjes van alle mogelijke frequenties veroorzaken. Men spreekt hier van het „hagel"-effect. De sterk verhitte katode is hier als een belangrijke ruis-bron te beschouwen, terwijl de ruimtelading om die katode een grote rol speelt in de hoeveelheid geproduceerde ruis. Een verzadigde diode b.v. levert ettelijke malen meer ruis dan een triode.

Een ernstige bron van ruis is de zgn. verdeelruis, die door positieve schermroosters e.d. wordt veroorzaakt.

Want ook in deze buizen speelt het toeval een grote rol ten opzichte van het aantal elektronen, dat in een bepaald tijdsverloop de anode raakt. Is dat tijdsverloop lang, dan zal die onregelmatigheid in de gearriveerde hoeveelheid procentueel geen rol spelen; is het tijdsverloop telkenmale zeer kort, dus bij hoogfrequente wisselstromen, dan zullen er vrij grote verschillen te bespeuren zijn in het per periode op de anode gearriveerde aantal elektronen.

Schermroosters nu vormen een extra „controle-station" als het ware op de weg van de elektronen van katode naar anode en wanneer ook tussen dit station en de anode weer nieuwe toevalligheden en onregelmatigheden in de elektronen-

loop ontstaan, dan zal het totaal aantal onregelmatigheden van de buis toenemen; in feite is de „ruis" van een pentode zeker 6 × zo groot als van een triode.
De ruis van buizen is zelfs reeds te constateren wanneer we het rooster kortsluiten op de katode; er komt dus beslist niets „van buiten". Wel bemerken we, dat verschillende buistypen in dit opzicht sterk verschillen; de fabrikanten doen hun best om de ruis laag te houden. Bij meerroosterbuizen zullen we de schermroosterspanning in principe laag moeten houden om niet te veel last van de ruis te hebben.
Wanneer we nu enerzijds weten hoeveel ruis de eerste buis in de ontvanger produceert en anderzijds, welke ruisspanning maximaal aanvaardbaar is op de beeldbuis, dan ligt daardoor meteen de maximaal toelaatbare versterking in de gehele ontvanger vast. Het is hierbij in dit stadium volmaakt onverschillig, hóe die versterking nu verdeeld is over de r.f. trap, de mengtrap, de m.f. versterker of de videoversterker. Zou die versterking dus groter worden, dan wordt de ruis op het beeld ontoelaatbaar hoog; die verhoging van de versterking is dus nutteloos. Maar anderzijds verlangen wij op de beeldbuis een bepaalde videospanning, die dus door de bovengenoemde versterkingsorganen verkregen wordt uit het antenne-signaal.
Daar de ruis ons dus de graad van versterking oplegt, volgt hieruit dat op het rooster van de eerste buis een bepaalde signaalspanning vereist is, willen we in de beeldbuis geen ongunstige hoeveelheid ruis krijgen. Men drukt de waarde van dit signaal dan uit in de verhouding signaal : ruis (= signal to noise); ruis van de ingangsschakeling is dan ons uitgangspunt en het signaal moet b.v. 1000 × zo groot zijn om een aanvaardbaar beeld te geven of, daar men gaarne deze sterkteverhoudingen in db uitdrukt, zegt men in dit geval: de signaal-ruisverhouding bedraagt 60 db. Ook wordt vaak gezegd: de r u i s a f s t a n d bedraagt 60 db, wanneer zoals in dit geval het signaal op het rooster 1000 × zo sterk moet zijn dan de aldaar aanwezige ruis.

Uit het bovenstaande volgt dat we niets kunnen bereiken met abnormaal hoge versterking; wanneer het gewenste signaal op het rooster van de beeldbuis maar een bepaalde minimumwaarde heeft, dan is de ontvangst acceptabel. Wordt die waarde n i e t bereikt dan kunnen we door een zeer goede en hoog opgetrokken antenne nog pogen de signaalspanning op het rooster te verhogen, maar als dat niet lukt kunnen we die TV-zender op deze ontvanger niet ontvangen en daarmee uit.

De signaalspanning op het rooster van de eerste buis, waarvan we weten dat deze ten minste aanwezig moet zijn om een behoorlijk ruisvrij beeld (of geluid) te geven noemt men de g r e n s g e v o e l i g h e i d van een ontvanger; men drukt die dan uit in volt, of juister in μV, (microvolts). Toch heeft in de praktijk van de ontvangst op zeer korte golven dit begrip niet voldaan; thans maakt men gebruik van de z.g. r u i s t e m p e r a t u u r om deze grensgevoeligheid in uit te drukken. Deze wordt dan weergegeven in $4 \times k \times T_0$ en uitgedrukt in F, het r u i s g e t a l. We zien dat hierin de konstante van Boltzmann en de absolute temperatuur weer een rol spelen, doch waarbij de frequentie en de bandbreedte buiten beschouwing gelaten kunnen worden, hetgeen een groot gemak betekent. Helaas laat het bestek van deze les het bestuderen van deze begrippen niet toe.

In de praktijk zal de signaalspanning op het rooster van de eerste buis echter nog veel hoger dienen te zijn zodat we nog m i n d e r versterking behoeven toe te passen in verband met nog optredende storingen door fading en elektrische apparaten en het ontstekingssysteem van voorbijrijdende explosiemotoren (auto's en bromfietsen). Want ook deze storingen worden helaas mee versterkt.

Om nu in te zien waarom we van die ruis bij normale omroepontvangers weinig last hebben en bij TV en FM ontvangers wel, dienen we goed te onthouden, dat de „bandbreedte" van de ontvanger hierin een belangrijke rol speelt. Want zoals we zagen is „de ruis" de som van zeer vele wisselspanningen van a l l e m o g e l ij k e f r e q u e n t i e s. We gaan er hierbij van uit, dat de amplitudes van al die wisselstroompjes onderling niet zo ver uiteenlopen. Maar het ligt voor de hand dat een ontvanger met een smalle doorgelaten bandbreedte zéér veel minder ruis op zijn detector krijgt dan van een „brede". Het is hierbij net als bij de regen: wanneer we een bierglas in de regen zetten en daarnaast een wastobbe, dan zal het water in beide „ontvangers" even hoog komen te staan (= amplitude), maar de totale hoeveelheid verschilt wel eventjes.

De formule, waarin aangegeven wordt hoeveel ruisspanning V_r er over een weerstand gemeten wordt ziet er zo uit:

$$V_r = \sqrt{4 \times k \times T \times R \times B}$$

k is hierbij de zgn. konstante van Boltzmann = 1.38 10^{-23} J/°C, T is de absolute temperatuur (= kamertemperatuur + 273° C) R is de betrokken weerstand en B de bandbreedte uitgedrukt in Hertz. Uitgaande van een kamertemperatuur van 20° C vinden we in het algemeen:

$$V_r = \sqrt{1600 \times R \times B \times 10^{-23}}$$

Bij afgestemde kringen is die R niets anders dan de resonantieweerstand van die kring; deze zal dus parallel staan met de ingangsimpedantie van de buis (fig. 4 — zie blz. 8).

Over deze ingangsimpedantie van buizen, die voor zeer hoge frequenties heel laag is vergeleken met de impedanties voor omroepgolven zullen we het straks verder hebben; we zien nu echter wel, dat die ruisspanning V_r voor een bandbreedte van 9 kHz wel even lager zal zijn dan voor 7 MHz (= 7.000 kHz).

Het is wel aardig even een middengolf voorbeeld aan te halen: Bij een bandbreedte van 10.000 Hz = 10 kHz vinden we voor een weerstand van 100.000 ohm een ruisspanning van 4 μV; de buis-ingangsimpedantie van 1 megohm heeft hierop geen invloed.

Zoals we reeds vertelden heeft elk buistype zijn eigen mate van ruis, zelfs bij kortgesloten rooster. De hoeveelheid aan de anode gemeten ruis nu stelt men voor als te zijn ontstaan uit de combinatie van een geheel ruisvrije buis, met op de roosterkring aangesloten een ruisende weerstand van een bepaalde waarde. Men zegt dan: de aequivalente (= de gelijkwaardige) ruisweerstand van die buis is zóveel ohm (fig. 5).

De formule voor de aequivalente ruisweerstand van een buis is:

$$R_{aeq} = k \times \frac{f^2 \times I_a}{S^2}$$

waarin k weer de konstante van Boltzmann (1.38 $\times$ 10^{-23} joule/graad) I_a de anodestroom, f de frequentie en S de steil-

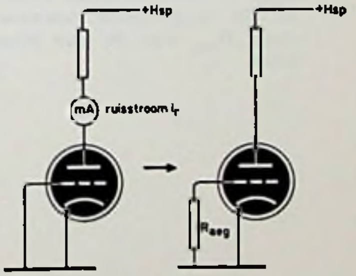


Fig. 5

Links: Bij kortgesloten rooster produceert de buis een hoeveelheid ruis.
Rechts: De hoeveelheid ruis is hier symbolisch voorgesteld als een op het rooster aangesloten weerstand, die de overeenkomstige hoeveelheid ruis vertegenwoordigt (R_{aeq}).

TABEL 1

Aequivalente ruisweerstand van enkele buistypen.

EF50	1400 Ω
EF80	1000 Ω
EF85	1500 Ω
ECC81	450 Ω
PCC88	300 Ω
PCC84	700 Ω

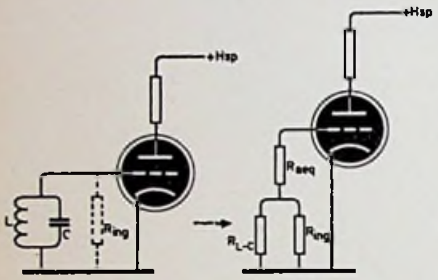


Fig. 4 Fig. 6

Links: De ingangsschakeling van een buis met een L—C kring. Parallel aan deze L—C kring staat de ingangsimpedantie van de buis R_{ing}, die zeer afhankelijk is van het buistype en van de frequentie.
Rechts: dezelfde buis; de L—C kring is voorgesteld door zijn resonantie-impedantie (blokkeer-weerstand). $R_{L\text{-}C}$: de ingangsimpedantie van de buis is R_{ing}. In serie hiermede mogen we de aequivalente ruisweerstand R_{aeq} van de buis schakelen.

heid van de buis is. We mogen hieruit reeds concluderen, dat een buis met een l a g e a n o d e s p a n n i n g en een g r o t e s t e i l h e i d maar weinig ruis zal opleveren, met andere woorden: R_{aeq} van een ruisarme buis is laag; van een sterk ruisende buis is R_{aeq} hoog. In de tabel vinden we de waarden van R_{aeq}.

En om een indruk te geven van de ruisspannnig in het gebied der zeer korte golven van een buis zonder aanhangende afstemkring met een $R_{L\text{-}C}$ van 9000 Ω, een aequivalente ruisweerstand van R_{aeq} = 1000 Ω en een bandbreedte B van 7 MHz. De ruisspanning bedraagt dan 34 μvolt.

Het nut van deze manier van voorstelling is, dat men de ruis van de buis kan optellen bij de ruis op het rooster (die weer gelijk is aan de ruis op de parallelschakeling van de resonantieweerstand van de kring en de ingangsimpedantie van de buis (fig. 6).

In het algemeen kunnen we zeggen, dat voor TV en FM ontvangst de R_{aeq} van de eerste buis laag moet zijn ten opzichte van de kringresonantieweerstand R_{LC} en ingangsimpedantie R_{ing} van de buis, want de buis is de grootste ruisleverancier.

Wanneer we nu alles wat tot dusver besproken is overzien, dan vinden we dat vooral ruis in de eerste kring een rol gaat spelen: de weerstand van de antenne, de kringweerstand van de roosterkring, de ingangsweerstand van de buis.

Het is in feite zo, dat de ruis in de tweede en de verder daarop volgende kringen een geheel ondergeschikte rol speelt. Dat de ruis in de eerste kring zo belangrijk is vindt zijn oorzaak in de versterking, die de ruis in de eerste buis ondergaat.

De ingangsweerstand van verschillende typen buizen loopt sterk uiteen voor dit gebied van zeer hoge frequenties. In de tabel zien we de waarden. Ook hier doen de buizenfabrikanten hun best.

De vraag is nu natuurlijk: hoe kan een buis nu voor deze zeer korte golven een lage impedantie krijgen. Nu, ten eerste speelt hierin de katoderoostercapaciteit een rol, omdat deze zich werkelijk als een condensator gedraagt en voor hogere frequenties een lage wisselstroomweerstand voorstelt.

Daarnaast maken we hier voor het eerst kennis met het verschijnsel, dat de tijd dat de elektronen in een buis onderweg zijn, de looptijd zoals men die noemt, een rol gaat spelen. Want bij deze hoge frequenties kunnen ze het, om het populair uit te drukken, niet bij benen, hetgeen resulteert in een zekere dempende weerstand; als zodanig dienen we die ingangsweerstand van een buis ook te beschouwen.

Door de roosterdraadjes strak op te spannen bij de vervaardiging van de buis heeft men de z.g. gespannen-roostertriodes ontwikkeld (Spann-Gitterröhre). Bovendien heeft men de afstand tussen rooster en katode hierdoor veel kleiner kunnen maken, zodat de steilheid véél groter kan zijn dan bij oudere constructies het geval was.

Uit het bovenstaande blijkt, dat de frequentie een belangrijke rol speelt bij deze ingangsweerstanden; in de tabel 2 zijn dan ook de waarden vermeld bij verschillende frequenties.

Wanneer we nu al deze gegevens verwerken voor een bepaald geval zien we, dat een bepaalde schakeling, dus antenne + kring + buis, wanneer er nog van geen signaal sprake is, reeds een ruis oplevert van b.v. 20 microvolt op de anode van die buis.

Voor de eerste trap in een TV ontvanger geldt in de eerste

TABEL 2

Ingangsweerstanden van moderne buizen voor televisie bij verschillende frequenties.

Type	50 MHz	100 MHz	200 MHz	300 MHz
EF42	10 kΩ	1000 Ω	950 Ω	950 Ω
EF80	30 kΩ	3000 Ω	2000 Ω	1000 Ω
ECC81	40 kΩ	5000 Ω	4500 Ω	3500 Ω
PCC84	50 kΩ	7000 Ω	5000 Ω	
6BQ7	40 kΩ	4000 Ω	1500 Ω	

plaats een zo laag mogelijke aequivalente ruisweerstand van de eerste buis. Daar in mengtrappen in het algemeen meer ruis op zal treden dan in een versterkerbuis, laten we de mengtrap dus steeds voorafgaan door een r.f. versterkertrap.

Hiervoor gelden de volgende eisen:

buis met lage aequivalente ruisweerstand, met hoge ingangsweerstand met hoge steilheid en met lage inter-elektrodencapaciteit;

kring met hoge resonantie-impedantie; grote L en klein C; gunstige aanpassing op de antenne.

Om een hoge resonantie-weerstand van de kring te verkrijgen zullen we naar een hoge LC-verhouding moeten streven in de afstem LC-kring, dus: grote L, kleine C. In de praktijk lost men deze kwestie op door opzettelijk helemaal geen afstemcondensator toe te passen, doch van de eigencapaciteit van de spoel en de rooster-katodecapaciteit van de buis gebruik te maken. Uit de aard der zaak is dit een vrij riskante bezigheid met het oog op de stabiliteit van de kring wat betreft de frequentie. Met name mogen de zelfinducties van de spoelen bijvoorbeeld geen veranderingen ondergaan als gevolg van de in ontvangers steeds optredende temperatuursverhoging, die nog geruime tijd na het inschakelen optreedt. Het bijstemmen van de kring geschiedt door het bewegen van poederijzerkerntjes of koperen cylindertjes in de spoel, waarmede we de zelfinductie verhogen of verlagen.

Wanneer we nu een hoogfrequentie-versterkingstrap nader bezien, zullen we daarin zelden een pentodebuis aantreffen in verband met de minder gunstige ruiseigenschappen van dat type; we weten echter dat aan de triodebuis weer een ander groot bezwaar kleeft: de terugwerking van de anode op het rooster. Zonder neutralisering is een dergelijke schakeling zelden stabiel te krijgen, d.w.z. er treden genereerneigingen op. Wanneer we nu bedenken dat bij deze zéér hoge frequenties de verbindingen uiterst kort gehouden moeten worden en anderzijds voor elk bereik de neutraliseringscondensator mee omgeschakeld moet worden, dan wordt het begrijpelijk dat men vaak tóch maar een ruisarme pentode heeft toegepast (fig. 7a).

Andere mogelijkheden bieden balansschakelingen, doch ook deze dienen geneutraliseerd te worden (fig. 7b).

ROOSTERBASISSCHAKELING

Een andere mooie oplossing verkrijgt men door niet de katode maar het rooster aan aarde te leggen. Nu bij transistoren vaak een geaarde basisschakeling wordt toegepast

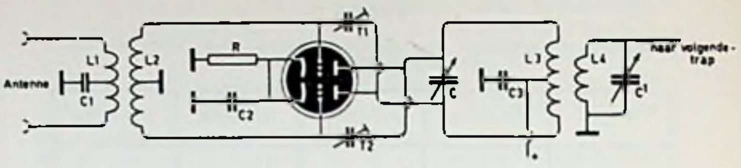


Fig. 7a

Min of meer conventionele ingangsschakeling met een pentode.
De koppeling tussen L_1 en L_2 moet zeer vast zijn.

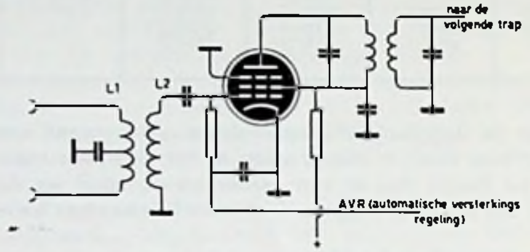


Fig. 7b

Balans-ingangsschakeling met twee trioden in normale schakeling. T_1 en T_2 zijn neutraliserings-condensatortjes. De koppeling tussen L_1 en L_2 is zeer vast.

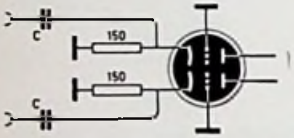


Fig. 8

Balans-ingangsschakeling met trioden in geaard-roosterschakeling. De ingangsimpedantie van deze schakeling is zéér laag; de antenne doet tevens dienst als afstemkring. Door de grote demping is deze kring zéér breed.

zal de geaarde roosterschakeling (ook wel genoemd roosterbasis-schakeling) wel geen opzien meer baren (fig. 8).
Het geaarde rooster geeft een volledige scheiding tussen ingangs- en anodekring; kans op genereren bestaat dus niet en ook terugwerking van de volgende oscillatorkring op de antenne is niet te verwachten en dus: geen uitstraling door de antenne.
De versterking is op deze wijze nog iets groter, dan met de normale schakeling, $\frac{\mu + 1}{\mu}$ × zo groot (μ is de versterkingsfactor van de buis). De inwendige weerstand R_i van de aldus geschakelde buis is groot ten opzichte van de in de anodekring geschakelde LC-kring, wanneer we in de omgeving van 200 MHz werken; het resultaat is dat de ingangsimpedantie van de roosterbasis-buis een nagenoeg uitsluitend ohmse waarde bezit in de orde van 1/S; is de steilheid 10 mA/V, dan komen we op een ingangsweerstand van 100 ohm, een waarde die niet veraf ligt van de antenne-impedantie, waardoor men zelfs de gehele ingangskring kan weglaten!
Eenvoudige doch zeer effectieve en ruisarme schakelingen zijn met aldus geschakelde buizen mogelijk; om volledige afscherming mogelijk te maken heeft men zeer speciale buisconstructies toegepast. Men moet er echter aan denken dat de gloeidraad-katodecapaciteit p a r a l l e l op de ingangskring staat in roosterbasis-schakelingen.

CASCODESCHAKELING

Deze oplossing wordt echter gevormd door de zgn. cascode schakeling, waarbij twee trioden in serie geschakeld worden wat betreft de wisselstromen. De gelijkstroomvoeding kan parallel of eveneens in serie plaats vinden; dit punt is echter van ondergeschikt belang.
Het mooie in een cascode schakeling (cascode is een fantasiewoord) is wel dat men hierin de voordelen van de triode (ruisvrijheid) en van de pentode (geen terugwerking van anode op het stuurrooster d.w.z. van de „beneden" buis) terugvindt. In feite zou men de katode van de bovenbuis met de „virtuele katode" van de schermroosterbuis kunnen

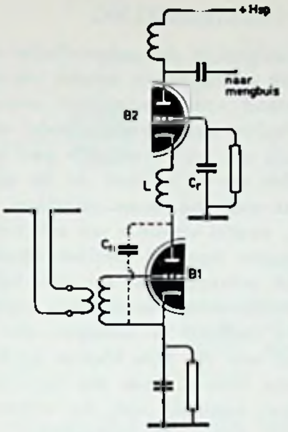


Fig. 9

Cascodeschakeling met s e r i e-gelijkstroomvoeding. B1 werkt in normale schakeling; B2 echter werkt in geaard-roosterschakeling. De aarding van het rooster geschiedt met de condensator C_r.

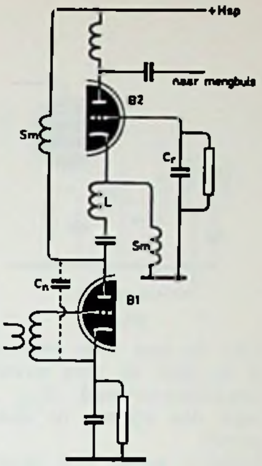


Fig. 10

Cascodeschakeling met parallel-gelijkstroomvoeding (via de smoorspoeltjes Sm).
Ook hier is het rooster B2 geaard met C_r.

vergelijken. In fig. 9 en 10 zien we deze beide voedingsmogelijkheden.

Er zijn vele schakelingsmogelijkheden met de cascode. Zo kan men n.l. van één der beide trioden het rooster aan aarde leggen, zodat hier cascode- en rooster-basisschakelingen gecombineerd worden.

Hierbij krijgt de „beneden"-buis een heel lage belastingsweerstand R_u, waardoor zijn versterking daalt tot 1. Het „boven"-systeem versterkt echter behoorlijk, zodat de combinatie versterkingscijfers als nagenoeg van een pentode geeft zonder de bezwaren ervan te bezitten.

Een andere mogelijkheid is het schakelen van de eerste buis in de anodebasis-schakeling, beter bekend als „katode-volger", de tweede buis staat hierbij in rooster-basis-schakeling (fig. 11).

In het algemeen worden in deze schakelingen dubbel-triode buizen toegepast, die betrekkelijk weinig meer kosten dan pentodebuizen en vele voordelen boven dit type bezitten.

Bij het bovenstaande zijn we stilzwijgend ervan uitgegaan, dat de roosterkring werd afgestemd. Oorspronkelijk heeft men de eerste kring zó breed afgestemd, dat omschakeling voor de ontvangst van vele kanalen in het geheel niet nodig was. Dit is logisch, want ook de antenne is niet omschakelbaar en moet zo breed zijn in afstemming, dat men zonder omschakeling vele kanalen moet kunnen omvatten.

In vele gevallen, vooral wanneer de kanalen ver uit elkaar liggen, gaat men er thans toe over ook de eerste kring om te schakelen en zo nodig een andere antenne in te schakelen. De b r e e d h e i d van het doorgelaten gebied in de eerste trap is voornamelijk het gevolg van de grote demping op de daar toegepaste kringen door de lage ingangsimpedantie van de buis en het afstemmen met zo hoog mogelijke zelfinductie en zo laag mogelijke C, waarvoor de spoel-buis en bedradingscapaciteiten dienst moeten doen.

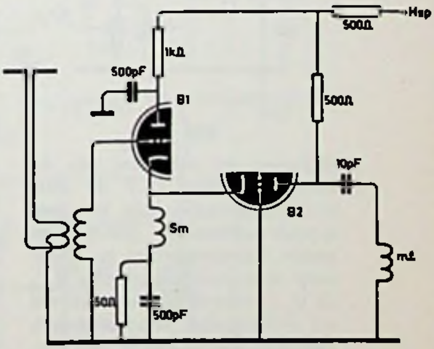


Fig. 11

Ingangsschakeling met een dubbeltriode, waarbij B1 als k a t o d e v o l g e r geschakeld is. B2 is in roosterbasisschakeling (met geaard rooster) toegepast. De u i t g a n g s i m p e d a n t i e van B1 is laag; dit sluit goed aan bij de lage i n g a n g s i m p e d a n t i e van B2.

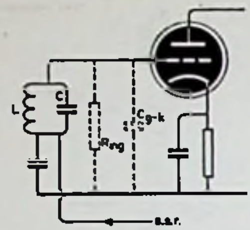


Fig. 12

Voor de zeer hoge frequenties is de door de buis gevormde dempingsweerstand R_{ing} veel lager dan bij b.v. de middengolven.

Verlagen we de neg. spanning op het rooster, dan wordt de waarde van R_{ing} veel hoger, zodat de kring LC minder gedempt wordt. Bovendien wordt de rooster-katodecapaciteit van de buis, die parallel op de LC-kring staat k l e i n e r waardoor de frequentie waarop de kring is afgestemd h o g e r wordt.

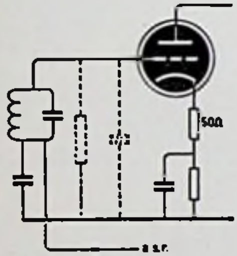


Fig. 13

Wanneer we een deel van de katodeweerstand, b.v. 50 ohm niet overbruggen door een ontkoppelcondensator treedt een zekere tegenkoppeling op, waardoor de ingangsimpedantie R_{ing} en $C_{g\text{-}k}$ vrijwel constant blijven bij verandering van de A.S.R. (die hier automatische contrastregeling heet).

AUTOMATISCHE STERKTEREGELING

Bij al deze besprekingen is de automatische sterkteregeling niet genoemd. In de eerste plaats mogen we vaststellen, dat door de korte afstand van zenders tot ontvangers in het algemeen geringe fading zal optreden, zodat om deze reden een A.S.R. overbodig zou zijn. Niettemin past men deze toch wel toe, doch slechts op de r.f. buis en de eerste m.f. buis. De mengbuis leent zich bij deze additieve mengmethode minder voor A.S.R., vooral wanneer we een triode toepassen. Een zeer onaangename toestand ontstaat er echter wanneer we van een buis bij ontvangst van de zeer hoge frequenties de negatieve roosterspanning veranderen; vergroten we die bijvoorbeeld om de steilheid te verlagen, dan wordt tevens de ingangscapaciteit van die buis kleiner en hierdoor wordt de ingangsimpedantie kleiner. Daar die ingangscapaciteit van de buis tevens deel uitmaakt van de afstemming van de LC-kring zal in dit geval de resonantie-frequentie hoger worden (fig. 12).

Tenslotte wordt de L/C verhouding ongunstiger door die toename van C, zodat de bandbreedte afneemt. Om een idee te krijgen van zo'n capaciteitsverandering kunnen we vaststellen, dat veranderingen van 5 pF gemeten zijn en dat wil bij deze frequenties véél zeggen. En de ingangsimpedantie verloopt dan van b.v. 2000 ohm tot 15.000 ohm.

Door een zekere mate van tegenkoppeling toe te passen, n.l. door een deel van de katodeweerstand b.v. 50 ohm, niet door een condensator te ontkoppelen, heffen we dit onaangename verschijnsel nagenoeg geheel op, maar ten koste van enige versterking van de buis (fig. 13). De invloed van de A.S.R. zullen we bij de m.f. versterker nader bezien.

We komen nu aan de

MENGTRAP

In TV en FM ontvangers maakt men zonder uitzondering gebruik van de a d d i t i e v e mengmethode, omdat hierbij zowel gebruik gemaakt kan worden van de eenvoudige en ruisarmste buis-typen, de diode of de triode als van de pentode, die weer om andere redenen de voorkeur kan verdienen.

De triode als additieve mengbuis heeft, vooral in de moderne uitvoering waarbij steilheden van 8 mA/V gewoon zijn, grote voordelen. De conversiesteilheid kan helaas niet de met pentoden verkrijgbare waarde bereiken, maar 3 mA/V is toch normaal. Een bijkomstig voordeel kan zijn, dat de ingangsweerstand van deze buizen hoger is dan bij multiplicatieve menging het geval is, waardoor de voorkringen minder sterk worden gedempt. Conditie hiervoor is echter, dat het ingangssignaal voldoende sterk is en de buis behoorlijk wordt „uitgestuurd". Het nadeel, dat automatische sterkteregeling hier niet kan worden toegepast is niet groot; ernstiger is het dat de triode uit de aard der zaak geen enkele scheiding tussen oscillator en antenne tot stand brengt, maar door het toepassen van losse koppelingen of brugschakelingen heeft men deze kwestie opgelost, terwijl de r.f. trap als extra wachter gereed staat om dit doordringen te beletten (fig. 14).

Tot voor korte tijd gaf men algemeen de voorkeur aan trioden als mengbuizen wegens de hierboven genoemde redenen.

In het laatste seizoen is hierin wijziging gekomen ten gunste van de pentode en wel voornamelijk om de in de laatste

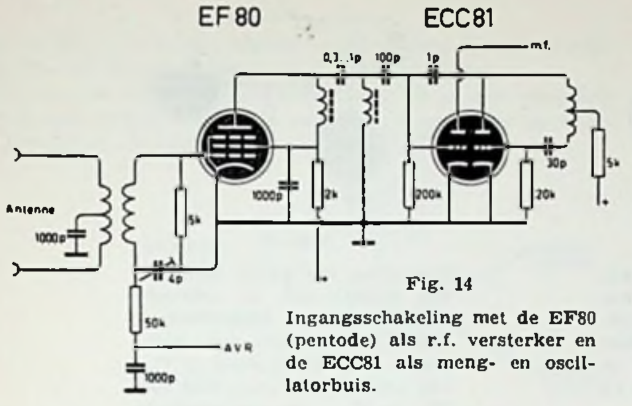


Fig. 14

Ingangsschakeling met de EF80 (pentode) als r.f. versterker en de ECC81 als meng- en oscillatorbuis.

tijd toegepaste m.f. van 38,9 MHz, die betrekkelijk dicht bij de te ontvangen frequentieband ligt. Hiervoor is de afschermende werking van een schermrooster praktisch onmisbaar; verder is de terugwerking van de anode op het rooster door het schermrooster geringer, waardoor het mengrendement verhoogd wordt; tenslotte is de oscillator beter gescheiden van de m.f. versterker, wat van belang is in verband met het doordringen van de oscillatorfrequentie of harmonischen daarvan, die aanleiding geven tot interferentieverschijnselen (vgl. fluitjes uit de radiotechniek).

De hiervoor speciaal ontwikkelde buis is een triode-pentode voor serievoeding, de PCF 80; het schema waarin een dergelijke schakeling wordt toegepast zien we in fig. 15, waarin we bandfilterkoppeling zien toegepast tussen r.f. trap en mengbuis.

„Zichtbare" condensatoren zijn hier niet toegepast, omdat de onzichtbare bedradings- en eigencapaciteiten hier voldoende zijn (fig. 15a).

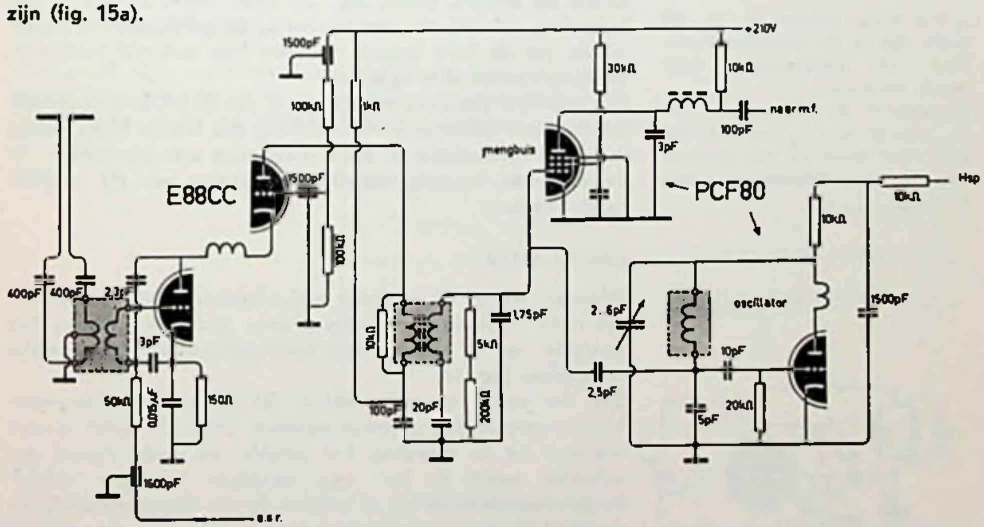


Fig. 15

Schakeling van een moderne tuner.
De door stippellijnen omgeven spoelen bevinden zich op de caroussel van de kanaalkiezer. Met condensator C kan de oscillatorfrequentie gecorrigeerd worden.

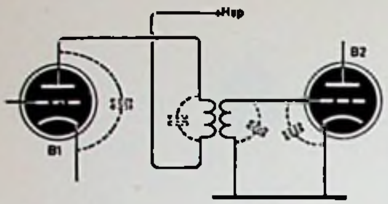


Fig. 15a

Inductieve koppeling tussen r.f. buis en mengbuis d.m.v. een bandfilter. De afstemcapaciteiten worden gevormd door buiscapaciteiten en de eigencapaciteit van de spoelen.

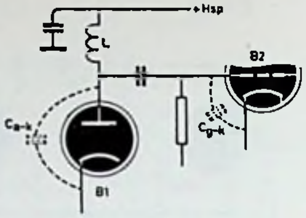


Fig. 16

Koppeling van de r.f. trap met het rooster van de volgende buis d.m.v. een koppelcondensator. Spoel L is in feite afgestemd door de eigencap. + C_{ak} (de anode-katode-capaciteit van B1) en C_{g-k} (de roosterkatode capaciteit van B2).

De koppeling tussen de r.f. trap en de roosterkring van de mengbuis kan overigens nog op verschillende andere manieren plaats vinden, min of meer volgens oud en gebruikelijk recept. De bekendste methode is met koppelcondensator, waarbij de spoel in de anodekring van de r.f. buis blijft; de roosterkring van de mengbuis heeft dan geen eigen afstemming (fig. 16). De anode-katode capaciteit van de r.f. buis en de roosterkatode capaciteit van de mengbuis staan dan parallel en vormen de C van de L — C kring. In de praktijk zijn die C's wat te groot, waardoor L kleiner moet worden dan we graag zouden zien en een ongunstige L/C verhouding ontstaat en de doorgelaten band te „smal" wordt.

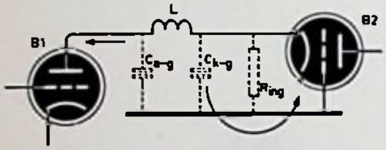


Fig. 17

π-koppeling tussen B1 en B2 zoals die in de cascodeschakeling met serievoeding vaak wordt toegepast.
Kringspoel is afgestemd met C_{ag} van B1 en C_{k-g} van buis B2. Dit filter dient om het afvallen van de hoge frequenties tegen te gaan.

Een thans in televisie-ontvangers vaak toegepaste schakeling maakt gebruik van een serie-resonantie, waarbij de rooster-C tevens de kring-C vormt (fig. 17). Men noemt dit een π (pi) koppeling, waarbij een smoorspoel L_s de gelijkspanning op de anode van de buis brengt; we zien hier ook wel vaak een voedingsweerstand toegepast.
Het voordeel van deze schakeling is, dat de r.f. buis capaciteit minder sterk belast wordt en de kring dus breder blijft; helaas wordt de ruisconditie bij deze schakeling wat ongunstiger. In verschillende cascodeschakelingen kwamen we dit π filter reeds tegen.

OSCILLATOR

Wanneer we nu de oscillator nader bezien kunnen we eigenlijk niets bijzonders ontdekken, geen grote afwijkingen ten opzichte van in de normale kortegolftechniek gebruikelijke technieken (fig. 18).
Een der eerste eisen is echter, dat de oscillator-frequentie binnen zeer nauwe grenzen constant blijft. Dit geldt vooral, wanneer na de mengtrap het geluids- en viodeosignaal gescheiden wordt en hun weg vervolgen in eigen middelfrequent-versterkers; bij dit systeem is een frequentie-afwijking van 0,01 % reeds ernstig storend.
Bij het zgn. interdraaggolfmodulatiesysteem is de eis van frequentieconstantheid minder stringent; hierbij zal een frequentie-afwijking van 0,15 % nog weinig storend werken en deze storing zal zich dan nog slechts voordoen in het geluidssignaal. Het beeldsignaal is zo breed, dat het frequentieverloop wel heel erg groot moet zijn willen we er iets van

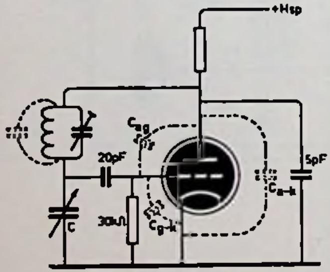


Fig. 18

Stabiele oscillatorschakeling.
C is hier de correctiecondensator voor de frequentie.

bemerken. We zullen daarom eerst op deze kwestie verder ingaan bij de behandeling van het geluidssignaal.
Om te zien met welke frequenties we nu in een mengtrap te maken krijgen zullen we eens een schema van de voorkomende frequenties opzetten (fig. 19).

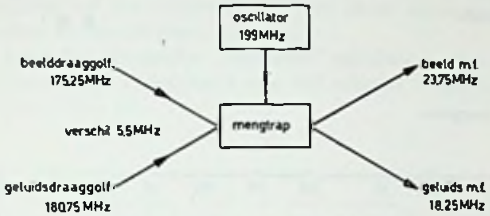


Fig. 19

Uitgewerkt frequentie-schema voor kanaal 5. De oscillatorfrequentie bedraagt 199 MHz; de beeld-m.f. bedraagt dan 199 MHz—175,25 MHz = 23,75 MHz; de m.f. voor het geluid bedraagt 199 MHz—180,75 MHz = 18,25 MHz. Zoals we weten bedraagt volgens de CCIR-normen de frequentie voor de geluidsdraaggolf 5,5 MHz meer dan voor de beelddraaggolf, dus 175,25 MHz + 5,5 MHz = 180,75 MHz.

Om te beginnen moeten we vaststellen, dat in de praktijk uitsluitend oscillator-frequenties worden toegepast, die h o g e r liggen dan de te ontvangen beeld- en geluidsignalen. Theoretisch hadden we de vrijheid om zowel er onder als er boven te gaan zitten. Dat men op hogere frequenties gaat zitten brengt voor- en nadelen: nadeel omdat een oscillator in principe moeilijker constant te houden wordt naarmate de frequentie hoger wordt. Voordeel in verband met spiegelfrequenties en andere narigheden van dien aard.
We merken hierbij op, dat de gelijkloop van afstem- en oscillatorkringen hier geen enkele rol speelt, omdat men in de tuners geen continu-variabel afstembereik aantreft, maar iets wat we bij omroepontvangers „drukknop afstemming" plegen te noemen: verschillende vast afgestemde ontvangkanalen, met een mogelijkheid tot „bijstemmen" van de oscillatorfrequentie vanaf de frontplaat.

FREQUENTIESPEKTRUM

In fig. 20 zien we schematisch welke signalen we b.v. bij kanaal 5 op het rooster van de mengbuis krijgen: beelddraaggolf met een freq. van 175,25 MHz en geluidsdraaggolf met

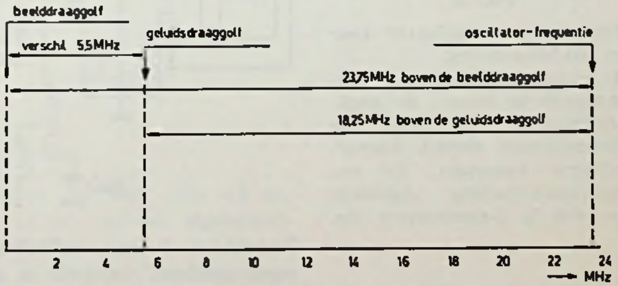


Fig. 20

Frequentie-schema in het algemeen voor de CCIR-normen bij een m.f. van 23,75 MHz voor de beelddraaggolf.

een frequentie van 180,75 MHz. De hulposcillator levert een signaal van 199 MHz en dit dient om zowel voor het beeldsignaal als voor het geluidsignaal de middelfrequentie op te leveren. In de anodekring van de mengbuis vinden we dan voor het beeldsignaal als middelfrequentie 23,75 MHz en voor het geluidsignaal wordt dat 18,25 MHz.
De LC-kring in het anode-circuit van de mengbuis zal dus zo breed moeten zijn, dat beide m.f. signalen onverzwakt doorgelaten worden; voor de bespreking van de mengbuis

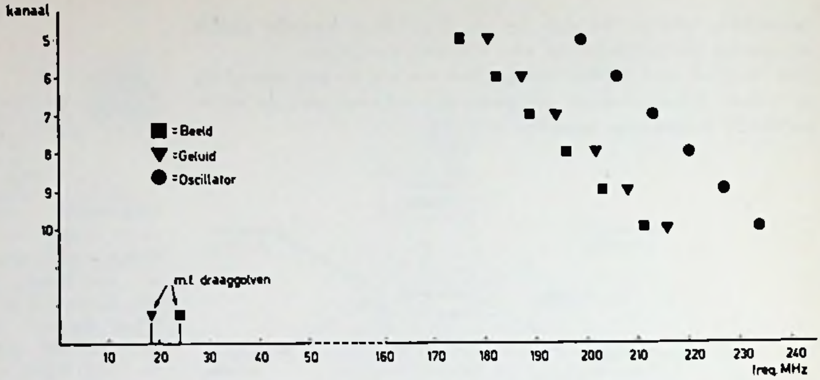


Fig. 21

Frequentieschema voor de kanalen 5 . . . 10 voor de beeld- en geluidsdraaggolf benevens de oscillatorfrequenties.

is het niet nodig hierop thans verder in te gaan; we komen er in de les over de m.f. versterkers op terug.

In fig. 21 zien we het schema, waarin 6 televisiekanalen zijn aangegeven, met hun draaggolfrequenties voor beeld en geluid; verder zien we de bijbehorende oscillatorfrequenties en tenslotte de resulterende m.f. draaggolven voor beeld en geluid.

Bij bovenstaande beschouwingen zijn we uitgegaan van de tot dusver gebruikelijke banden I en III; in de naaste toekomst blijkt men in Duitsland reeds op de decimetergolven (band IV) te willen overgaan. Sommige fabrikanten, o.a. Telefunken hebben nu reeds in hun TV ontvangers de mogelijkheden geschapen om achteraf een voorzetapparaatje in te bouwen, bestaande uit menger met mengkristal-diode plus een buis-oscillator (zie fig. 22); kennelijk ontbreekt de r.f. versterking.

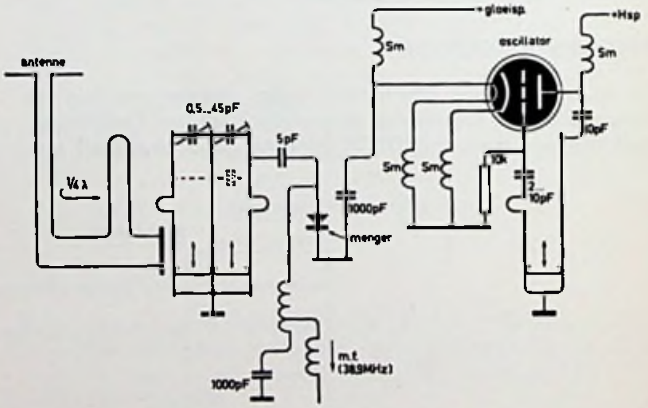


Fig. 22

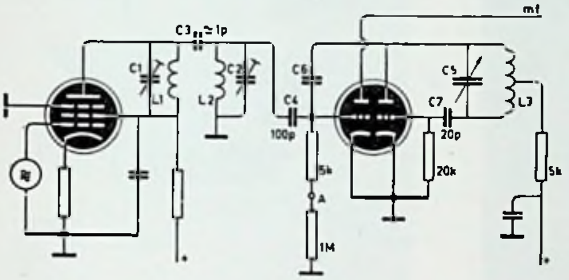
Mengtrap met oscillator voor het 200 MHz-gebied.
Als mengorgaan wordt een germaniumdiode benut; de oscillatorbuis is een EC93. Als afstemorganen worden Lecherleidingen toegepast. De antenne-aankoppeling geschiedt met een ¼ λ-symmetreer lus.

De aldus verkregen middelfrequentie wordt dan verder gewoon „rechtuit" versterkt in de reeds bestaande r.f. buis en de mengbuis; de daar aanwezige oscillator wordt tot zwijgen gebracht bij ontvangst van dat TV station in de decimetergolven.

Noodzakelijk is hierbij, dat in deze ontvangers de middelfrequentie op 38,9 MHz wordt gebracht; we bedoelen dan de middelfrequentie voor het interdraaggolf-systeem die voor beeld- en geluidsignaal geldt en waarin zowel het beeld- als het geluidsignaal versterkt worden, zij het dan niet even sterk. Maar daarover later.

Momenteel treffen we echter in het merendeel van de

TV ontvangers nog een m.f. van 23,75 MHz voor 't beeld en van 18,25 MHz voor 't geluid aan.
Men zou die decimetergolven hiermede natuurlijk ook wel door het 2 × toepassen van golflengtetransformatie hebben kunnen ontvangen, maar dat geeft maar extra kans op spiegels en beeld-„fluitjes", om het bekende overeenkomstige interferentie-verschijnsel uit de radiotechniek hier maar eens op zijn boerenfluitjes te omschrijven.
Het schema van een dergelijke „toekomst"-schakeling zien we in fig. 23 terwijl het blokschema van het schema volgens fig. 22 in fig. 24 te zien is.



Een tuner voor de 200 MHz-band (de decimeter-golven), waarbij niet van Lecher-systemen doch van spoeltjes gebruik is gemaakt.

Fig. 23

We hebben nu de verschillende schakel-mogelijkheden voor de ingangs- en oscillatorkringen van onze televisie-ontvanger gezien. Hoe ziet nu de gematerialiseerde werkelijkheid er uit?

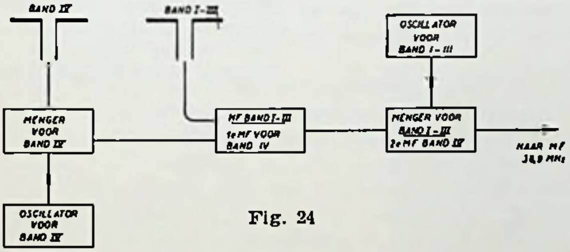


Fig. 24

TUNER

In één opzicht zijn alle fabrikanten het wel eens: r.f. en mengtrap + oscillator worden in één geheel afgeleverd, voorzien van de buizen; we noemen deze eenheid de „tuner" (Eng.) en eerlijk gezegd vind ik dit een bondige benaming, vergeleken met „afstemeenheid".
Eén der veel toegepaste oplossingen is de „revolver-tuner", ook wel bekend als spoelencarousse l, waarin we voor elk kanaal aantreffen: de complete benodigde set spoelen, trimmers en condensatoren, inclusief eventuele neutrodyne condensatoren, alles onderling afgeschermd en, wat het mooiste is, individueel uitwisselbaar (fig. 25).
Verende contacten brengen de verbindingen tot stand; in de meeste tuners heeft men keus uit 10 of meer kanalen.
De oscillator-kring bevat nog een viariabele C, met een lange

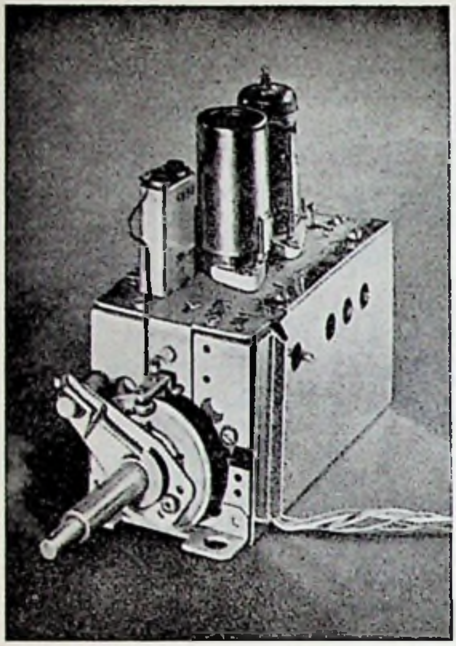


Fig. 25a
Philips tuner.

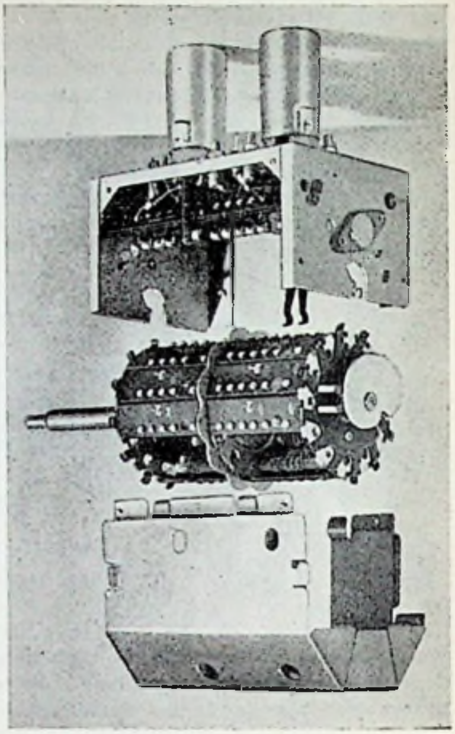


Fig. 25c
Moderne Tuner met spoelen-carousel, fabrikaat: N.S.F. Van buitenaf kunnen de zelf-inducties worden bijgeregeld.

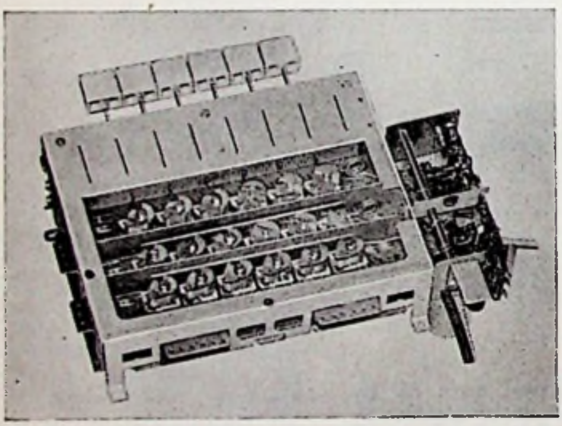


Fig. 25b
Drukknop-Tuner (Grundig) van onderen gezien. Op de bovenkant bevinden zich de buishouders.

as naar de frontplaat gevoerd om de frequentie tijdens het kijken (na het opwarmen) te kunnen bijregelen.
Zoals we weten komen variabele condensatoren hier, afgezien van de oscillator, niet in aanmerking; een andere mogelijkheid bestaat in het vergroten van een zelfinductie met een sleepcontact; de kanaalkiezer heeft dan voor verschillende kanalen een aantal stuitnokken. Voor zover ik weet is dit systeem weer verlaten; een zeer veel toegepaste methode is het door middel van schakelaars „verlengen" van z.g. Lecher-

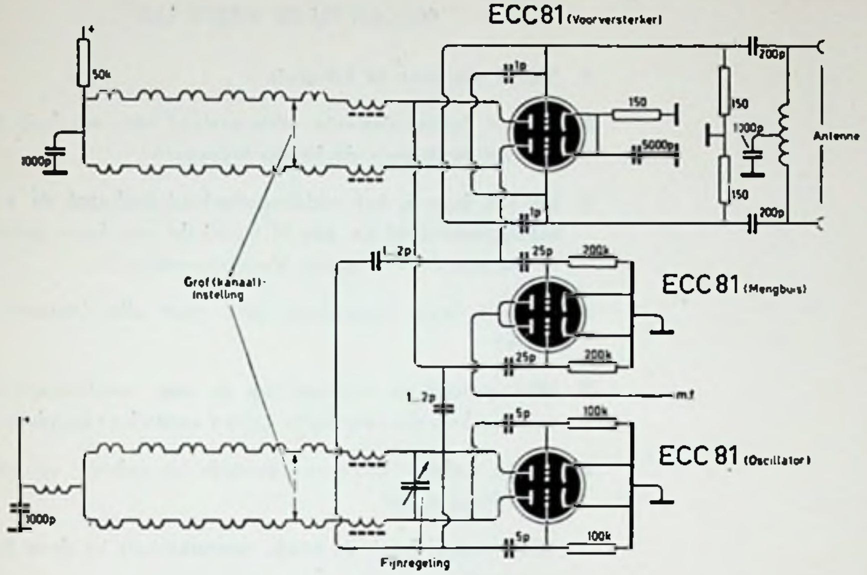


Fig. 26

Schakeling van een Tuner met zgn. Lechersystemen. De r.f. dubbeltriode geeft een balans-ingangsschakeling.
Ook de oscillator is vrij ongebruikelijk, doch zeer effectief; we zien ook hier een balans-schakeling.
Tenslotte zien we in het midden de mengbuis, waarbij de beide katodes en de beide anodes doorverbonden zijn. Op de beide roosters komen zowel de versterkte antennesignalen van de balans r.f. trioden als de oscillatorspanning (via condensatoren van ca 2 pF) van de balans-oscillator.

systemen, die wat de vorm aangaat op een haarspeld lijken (fig. 26). (De voorzetapparaten voor de decimetergolven werken eveneens met dergelijke Lecher-systemen als afstem-elementen; bij de behandeling van antenne's komen we op deze systemen terug.) Tenslotte blijft nog over de tuner die niet-uitwisselbare spoelen bevat, waarin de afstemming d.m.v. kerntjes wordt gevarieerd, dus de z.g. variometerafstemming. Ook hier wordt met stuitnokken gewerkt om de kanalen „vast te leggen".
Vanzelf dient de tunner stabiel opgebouwd te zijn; bij voorkeur zal men deze niet op de warmste plek van de ontvanger plaatsen; overigens is het mogelijk door toepassing van condensatoren met negatieve Δ C in combinatie met condensatoren met positieve Δ C toe te passen om temperatuurs-invloeden te beknotten (met Δ C, lees delta C, wil men zeggen: de procentuele verandering in capaciteit als gevolg van één graad temperatuursverandering). Een volledige afscherming is bij al deze constructies een eerste eis.
Bij de bovenstaande beschouwingen zijn de aansluitingen van de antenne in het geheel niet behandeld; uitvoeriger wordt hierop ingegaan bij het hoofdstuk „Antennes".

VRAGEN BIJ DE VIERDE LES

1. Vertel iets over de kringruis.
2. Wat is de aequivalente ruisweerstand van een buis en waarom heeft men dit begrip ingevoerd?
3. Bij een buis in het middengolfgebied bedraagt de z.g. ingangsweerstand ca. één M Ω; bij de zeer korte golven is die waarde veel lager. Vertel waardoor.
4. Is deze lage ingangsweerstand voor alle frequenties gelijk?
5. Wat gebeurt er wanneer we de neg. roosterspanning van een buis die zéér korte golven versterkt, veranderen?
6. Welke nadelen heeft een pentode bij gebruik op zeer hoge frequenties?
7. Welk nadeel heeft de triode versterkerbuis bij deze frequenties?
8. Beschrijf één der vormen van de cascodeschakeling.
9. De resonantieweerstand van LC-kringen is laag in het gebied der z.h.f. (zeer hoge frequenties). Hoe kunnen we deze waarde zo hoog mogelijk maken?
10. Waarom laten we de mengtrap bij een TV ontvanger voorafgaan door een r.f.-trap?
11. Wat is de looptijd van de elektronen en waar en wanneer gaat die een rol spelen.
12. Wat is het voordeel van de roosterbasisschakeling; wat is het nadeel?
13. Op welke manier maken we het mogelijk automatische sterkteregeling toe te passen?
14. De LC-roosterkring van de r.f. buis is sterk gedempt; vertel waardoor en vertel tevens waarom deze demping op deze plaats geen bezwaar oplevert.
15. Wat verstaan we onder de signaal-ruisverhouding?